



⑯ BUNDESREPUBLIK

DEUTSCHLAND



DEUTSCHES

PATENTAMT

⑯ Offenlegungsschrift

⑯ DE 42 07 627 A 1

⑯ Int. Cl. 5:

G 01 S 7/28

G 01 S 13/88

DE 42 07 627 A 1

⑯ Aktenzeichen: P 42 07 627.7

⑯ Anmeldetag: 6. 3. 92

⑯ Offenlegungstag: 9. 9. 93

⑯ Anmelder:

Metalltechnik Schmidt GmbH & Co, 70794
Filderstadt, DE

⑯ Erfinder:

Schmidt, Peter, Dipl.-Ing., 7000 Stuttgart, DE; Kulka,
Siegfried, Dipl.-Ing., 7035 Waldenbruch, DE

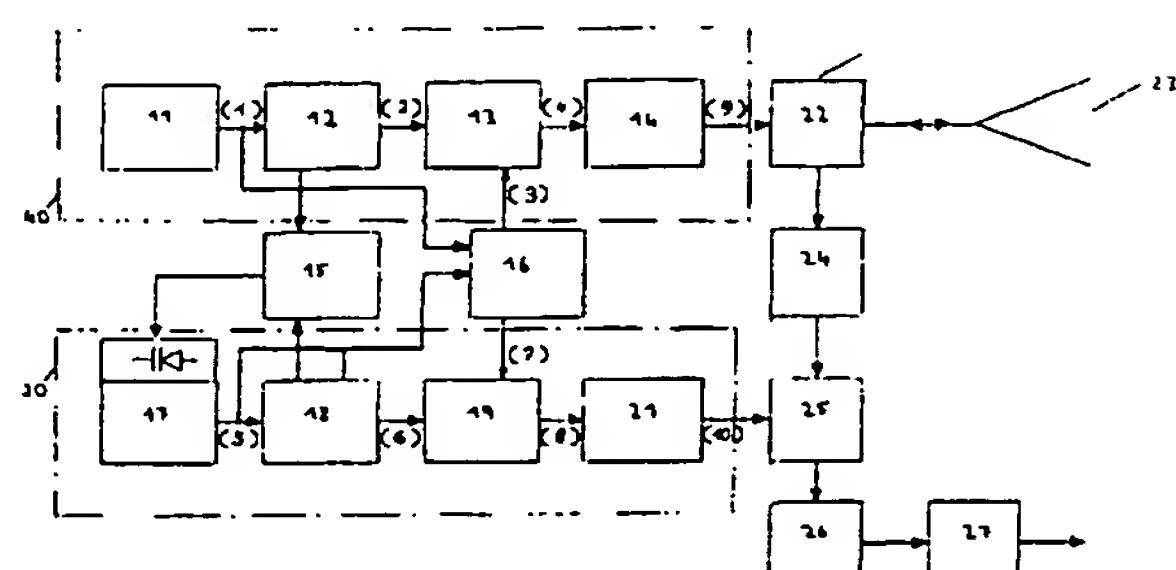
⑯ Vertreter:

Maikowski, M., Dipl.-Ing. Dr.-Ing., 1000 Berlin;
Ninnemann, D., Dipl.-Ing., Pat.-Anwälte, 10707 Berlin

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

⑯ Hochauflösendes Pulssradar mit pseudo-statistischer Modulation

⑯ Die Erfindung betrifft ein Pulssradarverfahren und eine Schaltungsanordnung, die mittels einer Sendeimpulsfolge und einer Abtastimpulsfolge geringfügig unterschiedlicher Impulswiederholfrequenz ein zeittransformiertes Zwischenfrequenzsignal erzeugen, welches verstärkt, demoduliert und ausgewertet wird. Erfindungsgemäß werden die Phase der Trägerschwingung der Sendeimpulsfolge und die Phase der Trägerschwingung der Abtastimpulsfolge synchron durch die gleiche pseudo-statistische Binärfolge im Takt der jeweiligen Impulswiederholfrequenz moduliert. Ziel der Erfindung ist es, ein Pulssradarverfahren und eine Schaltungsanordnung zur Verfügung zu stellen, die eine Unterdrückung mehrdeutiger Echosignale ermöglichen und eine Störbeeinflussung anderer technischer Geräte durch die ausgestrahlten Sendeimpulse gering halten.



BEST AVAILABLE COPY

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

BUNDESDRUCKEREI 07.93 308 036/376

16/46

DE 42 07 627 A 1

Beschreibung

Die Erfindung betrifft ein Pulsradarverfahren nach dem Oberbegriff des Anspruchs 1 und eine Schaltungsanordnung zur Durchführung des Verfahrens.

Wegen der bekannten Vorteile der Pulsradartechnik ist es erstrebenswert, diese Technik für eine exakte Entferungs- und Richtungsbestimmung ortsfester und beweglicher Ziele auch im Nahentfernungsreich bis hin zu einigen Metern einzusetzen. Als Anwendungsgebiete für eine derartige Pulsradartechnik kommen beispielsweise Überwachungseinrichtungen im Industrie- und im privaten Bereich in Betracht.

In der DE-C2-31 07 444 ist ein Impulsradarverfahren für nahe Entfernungsreich bis unter den Meterbereich mit einem Abtastverfahren beschrieben, welches zur Detektion fester und beweglicher Ziele zwei sich in ihrer Impulswiederholfrequenz geringfügig unterscheidende Mikrowellen-Impulsfolgen gleicher Trägerfrequenz verwendet. Die Impulse der einen Mikrowellen-Impulsfolge werden dabei als Sendeimpulse und die Impulse der anderen Mikrowellen-Impulsfolge als Abtastimpulse verwendet.

Die Impulswiederholfrequenz beider Mikrowellen-Impulsfolgen ist derart konstant, daß die Spektrallinien eines erzeugten Mikrowellenimpulses genaue ganzzahlige Vielfache der Impulswiederholfrequenz darstellen. Die mit der Impulswiederholfrequenz kohärente Mikrowellen-Sendeimpulsfolge mit einem Mikrowellenimpuls sehr kurzer Dauer von üblicherweise 1 Nanosekunde wird über eine ausreichend breitbandige Antenne bei einer Frequenz von beispielsweise 300 bis 1000 MHz abgestrahlt.

Nach Abstrahlung der Mikrowellen-Sendeimpulsfolge und nach Reflexion am Ziel wird die Echoimpulsfolge mit derselben Antenne oder einer zweiten Antenne empfangen und einem Mikrowellenmischer zugeführt. Im Mikrowellenmischer wird die Echoimpulsfolge mit der Mikrowellen-Abtastimpulsfolge abgetastet, die eine gegenüber der Echoimpulsfolge geringfügig kleinere Impulswiederholfrequenz aufweist. Das dabei entstehende Zwischenfrequenzsignal ist näherungsweise das Produkt eines Echoimpulses und eines Abtastimpulses, es weist jedoch eine im Vergleich zur Impulswiederholfrequenz der Sendeimpulsfolge bzw. der Abtastimpulsfolge niedrigere Frequenz auf.

Durch Abtastung der Echoimpulsfolge werden die extrem schnellen Radarimpulse, die in Echtzeit mit preiswerter Elektronik nicht zu verarbeiten sind, in einen gedehnten Zeitbereich transformiert, in dem eine preiswerte Signalverarbeitung mit Standardelektronik möglich ist.

Mit Nachteil ist bei dem bekannten Verfahren das breitbandige Sendeimpulsspektrum, dessen Spektrallinien ganzzahlige Vielfache der Impulswiederholfrequenz darstellen, für die bevorzugten Zahlenwerte der Impulswiederholfrequenz, der Mikrowellenimpulslänge und der Mikrowellenträgerfrequenz nicht mit den Zulassungsbestimmungen der deutschen Bundespost kompatibel. Dies hängt insbesondere damit zusammen, daß die spektrale Leistungsdichte des Mikrowellen-Sendesignals zu hoch ist. Auch führt die hohe spektrale Leistungsdichte des Mikrowellen-Sendesignals gegebenenfalls dazu, daß der Betrieb mehrerer Impulsradargeräte der gleichen Art zu einer gegenseitigen Störbeeinflussung führt.

Weiter ist es bei dem bekannten Verfahren unvorteilhaft, daß die aus Gründen der erforderlichen mittleren

Sendeleistung relativ hoch zu wählende Impulswiederholfrequenz zu Mehrdeutigkeiten der Entfernungsmeßung führt. So werden gegebenenfalls die Echos des zweiten und des dritten Entfernungsmeßbereiches unerwünscht detektiert.

Von diesem Stand der Technik ausgehend liegt der Erfindung die Aufgabe zugrunde, ein Impulsradarverfahren und eine Schaltungsanordnung der eingangs genannten Gattung zur Verfügung zu stellen, die eine Unterdrückung mehrdeutiger Echosignale ermöglichen und eine Störbeeinflussung anderer technischer Geräte durch die ausgestrahlten Sendeimpulse gering halten.

Diese Aufgabe wird erfindungsgemäß durch die kennzeichnenden Merkmale der Ansprüche 1 und 9 gelöst.

Die erfindungsgemäße Lösung bewirkt eine Reduktion der spektralen Leistungsdichte des Mikrowellen-Sendesignals und ermöglicht somit eine Reduzierung der Störbeeinflussung anderer technischer Geräte. Weiter werden unerwünschte, mehrdeutige Echosignale bei der Auswertung unterdrückt. Dies ermöglicht die erfindungsgemäße Lösung durch eine Dekorrelation der mehrdeutigen Echosignale und der Abtastimpulsfolge.

In einer bevorzugten Ausführungsform des erfindungsgemäßen Verfahrens erfolgt die Phasenmodulation der beiden Mikrowellenimpulsfolgen im Takt der jeweiligen Impulswiederholfrequenz. Dadurch wird erreicht, daß jeder Impuls einer Mikrowellenimpulsfolge nach Maßgabe des binären Modulationssignals gegebenenfalls phasenverschoben wird. Als pseudo-statistische Binärfolge wird bevorzugt eine Pseudo-Rausch-Folge, insbesondere eine Pseudo-Rausch-Folge maximaler Länge verwendet.

Derartige Binärfolgen zeichnen sich durch günstige Autokorrelations- und Kreuzkorrelationseigenschaften aus. Ebenfalls sind Kombinationen von Pseudo-Rausch-Folgen maximaler Länge, sogenannte "Golden Codes" als pseudo-statistische Binärfolgen geeignet.

Mit Vorteil beträgt der Phasenhub der modulierten Trägerschwingung π rad. Für diesen Fall wird die Phase der Trägerschwingung durch das Modulationssignal zwischen 0 und π rad umgetastet, d. h. es erfolgt derart ein Phasensprung, daß die Maxima und Minima der Trägerschwingung im wesentlichen vertauscht werden.

Die Modulationsfrequenz der Modulationsschwingung, die gleich dem Kehrwert der Periodendauer der pseudo-statistischen Binärfolge ist, wird in einer bevorzugten Ausführungsform möglichst klein im Vergleich zur Impulswiederholfrequenz der Sendeimpulsfolge bzw. Abtastimpulsfolge gewählt. Dies bewirkt, daß die Spektrallinien des Sendeimpulsfolgenspektrums, deren Abstand gleich der Modulationsfrequenz ist, im Vergleich zur Impulswiederholfrequenz nahe beieinander liegen.

Bei einer vorteilhaften Ausgestaltung der Erfindung werden die beiden ansteuernden Nadelimpulsfolgen in ihrer Laufzeit binär moduliert. Ein nach Maßgabe des Modulationssignals zeitlich verschobener Nadelimpuls wird entsprechend zeitverzögert einen Mikrowellenimpulsgenerator ansprechen. Aufgrund eines starren zeitlichen Zusammenhangs zwischen dem ansteuernden Nadelimpuls und der Phase des erzeugten Mikrowellenimpulses bewirkt ein zeitlich verschobener Nadelimpuls eine veränderte Phase des entsprechenden Mikrowellenimpulses.

Entsprechend bewirkt die Nadelimpulsfolgenmodulation eine Phasenmodulation der entsprechenden Mikrowellenimpulsfolge. Mit Vorteil ist eine Phasenmodula-

tion der Trägerschwingungen somit möglich, ohne daß in aufwendiger Weise die Mikrowellenimpulsfolgen selbst moduliert werden müßten.

Der Zeithub der Nadelimpulsfolgenmodulation wird insbesondere derart gewählt, daß die Phase der Trägerschwingung eines resultierenden Sende- bzw. Abtastimpulses entsprechend der Modulation jeweils um den Wert π rad springt.

Es liegt im Rahmen der Erfindung, daß die Modulation nicht an den Nadelimpulsfolgen, sondern direkt an den Mikrowellenimpulsfolgen erfolgt, etwa mit Hilfe technisch hochwertiger Mikrowellen-Phasenmodulatoren. Es wird dabei die Phase der Trägerschwingung der einzelnen Mikrowellenimpulse entsprechend dem Modulationssignal umgetastet.

Vorteilhafte Weiterbildungen der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung sind in den verbleibenden Unteransprüchen gekennzeichnet.

Die Erfindung soll nachfolgend unter Bezugnahme auf die Figuren der Zeichnung an einem Ausführungsbeispiel näher erläutert werden.

Es zeigen

Fig. 1 das Blockschaltbild einer erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung;

Fig. 2 Schaltbilder für einen Pseudo-Rausch-Generator und Phasenmodulatoren der Schaltungsanordnung gemäß Fig. 1;

Fig. 3 eine schematische Darstellung der Signalverläufe an verschiedenen Stellen des Blockschaltbildes gemäß Fig. 1;

Fig. 4 den zeitlichen Verlauf eines Mikrowellen-Sendeimpulses für zwei zeitlich verschobene Nadelimpulse;

Fig. 5 die schematische Darstellung einer Periode T_i eines Zwischenfrequenzsignals;

Fig. 6a–6d schematische Darstellungen des Spektrums einer Mikrowellenimpulsfolge mit und ohne Phasenmodulation.

In Fig. 1 sind eine Sendeimpuls-Baugruppe 40 und eine Abtastimpuls-Baugruppe 20 dargestellt, wobei in der Sendeimpuls-Baugruppe 40 ein Sendetaktoszillator 11, ein Impulsformer 12, ein Phasenmodulator 13 und ein Mikrowellenimpulsgenerator 14 und in der Abtastimpuls-Baugruppe 20 ein Abtasttaktoszillator 17, ein Impulsformer 18, ein Phasenmodulator 19 und ein Mikrowellenimpulsgenerator 21 hintereinander geschaltet sind.

Ein Pseudo-Rausch-Generator 16, dessen Eingänge an den Sendetakt- und Abtasttaktoszillator 11, 17 angeschlossen sind, ist mit den beiden Phasenmodulatoren 13 und 19 verbunden. Zwischen den beiden Impulsformern 12 und 18 ist ein Differenzfrequenzelement 15 angeordnet, dessen Ausgang mit dem Abtasttaktoszillator 17 verbunden ist. Der Ausgang des Mikrowellenimpulsgenerators 14 der Sendeimpuls-Baugruppe 40 ist über ein Koppelglied 22 mit einer Antenne 23 verbunden.

Gleichzeitig ist die Antenne 23 über das Koppelglied 22 und einen Vorverstärker 24 an den Eingang eines Mikrowellenmischers 25 angeschlossen, der ebenfalls mit dem Ausgang des Mikrowellenimpulsgenerators 21 der Abtastimpuls-Baugruppe 20 verbunden ist. An den Mischer 25 schließen sich ein Verstärkerelement 26 und ein Impuls-Detektorelement 27 an.

Wie in Fig. 2 dargestellt, besteht der Pseudo-Rausch-Generator 16 aus einem k-stelligen Schieberegister 28, das mit dem Ausgang des Sendetaktoszillators 11 verbunden ist. Geeignet gewählte Stufen Q_i des Schieberegisters 28 werden über Modulo-2-Addierer 43 an den Eingang 41 des Schieberegisters 28 zurückgeführt. Der

Ausgang 42 des Schieberegisters 28 ist an den Setzeingang D des D-Flip-Flops 29 angeschlossen, der Eingang C_p des D-Flip-Flops 29 an den Sendetaktoszillator 28.

Ein weiteres D-Flip-Flop 30 ist mit dem Q-Ausgang des D-Flip-Flops 29 sowie dem Abtasttaktoszillator 17 verbunden. An die Ausgänge Q, \bar{Q} der D-Flip-Flops 29 bzw. 30 ist jeweils eine Schaltdiodenbrücke 32 bzw. 35 geschaltet. Die Schaltdiodenbrücke 32, 35 ist Bestandteil des Phasenmodulators 13, 19, der als weitere Elemente einen Tiefpaßfilter 31, 34 und Kondensatoren 33, 36 enthält, welche im Verhältnis zu der Kapazität 37, 38 des Tiefpaßfilters 31, 32 eine geringe Kapazität aufweisen. Die Kondensatoren 33, 36 sind in Reihe zur Schaltdiodenbrücke 32, 33 und parallel zur Kapazität 37, 38 des Tiefpaßfilters 31, 34 geschaltet.

Fig. 3 zeigt schematisch die Signalverläufe an verschiedenen Stellen des in Fig. 1 dargestellten Blockschaltbildes. Der Sendetaktoszillator 11 und der Abtasttaktoszillator 17 erzeugen die hochstabilen Rechtecksignale 1 und 5. Das Rechtecksignal 1 hat die Sendeimpulswiederholfrequenz f_{ps} und das Rechtecksignal 5 die Abtastimpulswiederholfrequenz f_{pa} . Dabei ist die Abtastimpulswiederholfrequenz f_{pa} um die Abtastzyklusfrequenz f_d geringfügig niedriger gewählt als die Sendeimpulswiederholfrequenz f_{ps} :

$$f_{ps} - f_{pa} = f_d \quad (1)$$

Die Zyklusdauer $T_d = 1/f_d$ ist durch die periodische Wiederkehr der zeitlichen Koinzidenz der gleichsinnigen Impulsflanken beider Rechtecksignale 1 und 5 markiert.

Die Sendeimpulspseudodauer T_{ps} bzw. Abtastimpulspseudodauer T_{pa} sind gegeben durch:

$$T_{ps} = 1/f_{ps} \quad (2)$$

$$T_{pa} = 1/f_{pa} \quad (3)$$

Zur Veranschaulichung sind die zeitlichen Signalverläufe am Anfang einer Zyklusperiode (Index a) und am Ende einer Zyklusperiode (Index b) dargestellt. In Bezug auf das Rechtecksignal 1 zeigt das Rechtecksignal 5a die zeitliche Relation kurz nach der Koinzidenz der positiven Impulsflanken, also am Beginn einer Zyklusdauer T_d , während das Rechtecksignal 5b die zeitliche Relation zum Rechtecksignal 1 am Ende einer Zyklusdauer T_d darstellt.

Aus den Rechtecksignalen 1 und 5 werden in den anschließenden Impulsformern 12 bzw. 18 jeweils von den negativen Impulsflanken Nadelimpulse abgeleitet. Die einzelnen Nadelimpulse bilden Nadelimpulsfolgen 2 bzw. 6. Da die Nadelimpulse im Vergleich zu der Impulspseudodauer T_{ps} bzw. T_{pa} sehr kurz sind, sind sie schematisch als vertikale Striche dargestellt.

Die Nadelimpulsfolgen 2 und 6 durchlaufen jeweils einen Phasenmodulator 13 bzw. 19, wobei sie in ihrer Laufzeit binär moduliert werden. Dies erfolgt unter Verwendung eines vom Pseudo-Rausch-Generator 16 an die Phasenmodulatoren 13 und 19 synchron abgegebenen Modulationssignals 3 bzw. 7, das folgendermaßen erzeugt wird:

Das Schieberegister 28 des Pseudo-Rausch-Generators 16 besteht aus einer Kette von k bistabilen Multivibratoren Q_i , die so miteinander verkoppelt sind, daß sich auf einen Taktimpuls hin der Zustand jedes Gliedes dieser Kette auf das nächste überträgt. Durch eine binäre Addition und Rückführung geeigneter Stufen

des Schieberegisters 28 auf den Eingang 41 des Schieberegisters 28 läßt es sich erreichen, daß jeder Taktimpuls einen anderen Schaltzustand erzeugt, bis im Optimalfall nach $L = 2^k - 1$ Taktimpulsen bei einem k -stelligen Schieberegister 28 sämtliche Permutationen durchlaufen sind und sich die Folge wiederholt.

Folgen der Periodenlänge L werden als Folgen maximaler Länge bezeichnet. L ist also gleich der Anzahl der Schritte "0" oder "1", nach denen sich die Pseudo-Rausch-Folge maximaler Länge wiederholt.

Die Länge L einer Pseudo-Rausch-Folge maximaler Länge beträgt:

$$L = 2^k - 1 \quad (4)$$

Für ein 12-stelliges Schieberegister ergibt sich beispielsweise eine Periodenlänge von $L = 2^{12} - 1 = 4095$.

Das Rechtecksignal (1) mit der Frequenz f_{ps} ist der Schiebetalkt des Schieberegisters 28, der das Schieberegister (28) um die Schrittdauer

$$T_{ps} = 1/f_{ps} \quad (5)$$

weiterschaltet.

Die Periodendauer T_m einer Pseudo-Rausch-Folge ist gleich dem Produkt von Periodenlänge L und der Schrittdauer T_{ps}

$$T_m = T_{ps} \cdot L \quad (6)$$

Die Modulationsfrequenz f_m ist der Kehrwert der Periodendauer T_m :

$$f_m = 1/T_m = f_{ps}/L \quad (7)$$

Die am Ausgang 42 des Schieberegisters 28 erhaltene Pseudo-Rausch-Folge wird zum Setzen des D-Flip-Flops 29 benutzt. Der Taktimpuls des D-Flip-Flops 29 ist das Rechtecksignal 1. An den Ausgängen Q und \bar{Q} wird das Modulationssignal 3 erhalten, das den Phasenmodulator 13 steuert. Das Signal am Q-Ausgang des D-Flip-Flops wird außerdem dem Setzeingang D des D-Flip-Flops 30 zugeführt, dessen Taktimpuls das Rechtecksignal 5 mit der Abtastimpulsreihenfrequenz f_{pa} ist. Entsprechend wird an den Ausgängen Q und \bar{Q} des D-Flip-Flops 30 das Modulationssignal 7 erhalten und dem Phasenmodulator 19 zugeführt. Auf diese Weise wird bewirkt, daß während einer Zyklusdauer T_d das Modulationssignal 7 den gleichen binären Zustand hat wie das Modulationssignal 3.

Die Grenzfrequenz der Tiefpaßfilter 31, 34 der beiden Phasenmodulatoren 13 und 19 ist derart gewählt, daß die Nadelimpulse der Nadelimpulsfolgen 2 und 6 unverzerrt übertragen werden. Die Schaltdiodenbrücken 32 bzw. 35 werden von dem binären Modulationssignal 3 bzw. 7 angesteuert. Entsprechend dem Zustand des Modulationssignals werden die Kondensatoren 33 bzw. 36 zu den Kapazitäten 37 bzw. 38 des entsprechenden Tiefpaßfilters parallelgeschaltet. Diese Zuschaltung bewirkt eine Laufzeitvergrößerung um den gewünschten, einstellbaren Zeithub δ .

Der Zeithub δ ist sehr klein und wechselt zwischen 0 und δ nach Maßgabe des Modulationssignals 3, 7. Die Größe des Zeithubs δ wird bevorzugt derart gewählt, daß der resultierende Phasenhub Φ der Mikrowellenträgerfrequenz f_c π rad beträgt. Dies ist dann der Fall, wenn der Zeithub δ gleich der Hälfte des Kehrwertes der Mikrowellenträgerfrequenz f_c ist:

$$\delta = \Phi/(2 \cdot \pi \cdot f_c) = \pi/(2 \cdot \pi \cdot f_c) = 1/(2 f_c) \quad (8)$$

Am Ausgang des Phasenmodulators 13 wird die binär zeitmodulierte Nadelimpulsfolge 4 der Sendeimpuls-Baugruppe 40 und am Ausgang des Phasenmodulators 13 die binär zeitmodulierte Nadelimpulsfolge 8 der Abtastimpuls-Baugruppe 20 erhalten, welche am Anfang und am Ende einer Zyklusperiode T_d dargestellt ist (Signale 8a und 8b). Die beiden Impulsfolgen 4 und 8 werden den jeweiligen Mikrowellenimpulsgeneratoren 14 und 21 zugeführt. Beide Mikrowellenimpulsgeneratoren 14, 21 sind auf die Mikrowellenträgerfrequenz f_c abgestimmt. Sie werden bevorzugt mit Hilfe einer Ladungsspeicher-Diode realisiert, die einen Mikrowellenresonator zu gedämpften Schwingungen anregt.

Ein nachfolgender Mikrowellen-Bandpaßfilter dient gegebenenfalls zur Formung der gewünschten Hüllkurve des Mikrowellenimpulses. Alternativ können die Mikrowellenimpulsgeneratoren 14, 21 auch durch aktive Oszillatorschaltungen mit Transistoren realisiert werden, sofern eine geeignete Triggerschaltung für den auslösenden Nadelimpuls vorgesehen ist.

Die Triggerschaltung des an sich beliebigen Mikrowellenimpulsgenerators 14, 21 muß der Forderung genügen, daß ein starrer zeitlicher Zusammenhang zwischen einem ansteuernden Nadelimpuls und der Phase der Trägerfrequenz des erzeugten Mikrowellenimpulses besteht. In Fig. 4 ist dieser Zusammenhang schematisch dargestellt.

Fig. 4 zeigt einen Nadelimpuls 4a einmal mit dem Zeithub 0 (durchgezogene Linie) und einmal mit dem Zeithub δ (gestrichelte Linie). Mit Überschreiten einer Triggerschwelle 39 wird ein Mikrowellenimpuls 9a erzeugt. Wie man an den mit den Nadelimpulsen 4a getriggerten Mikrowellenimpulsen 9a erkennt, bewirkt der Zeithub δ des Nadelimpulses 4a einen Phasenhub Φ von π rad des erzeugten Mikrowellenimpulses 9a. Es wird darauf hingewiesen, daß der Darstellung eines Nadelimpulses 4a und eines Mikrowellenimpulses 9a in Fig. 4 ein gegenüber den in Fig. 3 dargestellten Signalen stark zeitgedehnter Zeitmaßstab zugrundeliegt.

Der Mikrowellenimpulsgenerator 14 erzeugt aus der Nadelimpulsfolge 4 die Mikrowellen-Sendeimpulsfolge 9 und der Mikrowellenimpulsgenerator 21 aus der Nadelimpulsfolge 8 die Mikrowellen-Abtastimpulsfolge 10, wobei beide Impulsfolgen im wesentlichen die identische Trägerfrequenz f_c aufweisen.

Wegen der relativ geringen Frequenzdifferenz bezogen auf die Bandbreite der Mikrowellenimpulse brauchen beide Mikrowellenimpulsgeneratoren 14, 17 dabei nur annähernd auf die gleiche Trägerfrequenz f_c abgestimmt sein.

Da den beiden Phasenmodulatoren 13, 19 synchron das identische Modulationssignal 3, 7 zugeleitet wird, haben während der Zyklusperiode T_d die einander entsprechenden Sendeimpulse und Abtastimpulse der Sendeimpulsfolge 9 und der Abtastimpulsfolge 10 die gleiche Trägerphase 0 oder π .

Die von der Sendeimpuls-Baugruppe 40 erzeugte Mikrowellen-Sendeimpulsfolge 9 wird wie in Fig. 1 ersichtlich in an sich bekannter Weise über das Koppelglied 22 der Antenne 23 zugeführt. Das von der Antenne 23 empfangene Echosignal wird mit Hilfe des Koppelgliedes 22 über den rauscharmen Vorverstärker 24, der bei geringen Ansprüchen an die Empfangsempfindlichkeit gegebenenfalls entfallen kann, dem Mikrowellenmischer 25 zugeführt. Der Mikrowellenmischer 25 enthält als Überlagerungssignal die Mikrowellen-Abtastimpuls-

folge 10 aus der Abtastimpuls-Baugruppe 20.

Die Echoimpulsfolge wird im Mikrowellenmischer 25 mit der Abtastimpulsfolge 10 abgetastet. Das dabei entstehende Zwischenfrequenzsignal ist charakterisiert durch die Kreuzkorrelationsfunktion von Echoimpuls und Abtastimpuls. Es kann in erster Näherung als Multiplikation des Echoimpulses mit dem Abtastimpuls angesehen werden.

Das Zwischenfrequenzsignal wird aus Samples 44 gebildet, die als bipolare Videoimpulse durch Produktbildung von Mikrowellen-Echoimpuls, Mikrowellen-Abtastimpuls und dem Cosinus des Differenzphasenwinkels ihrer Trägerfrequenzen f_c am Ausgang des Mischers 25 erhalten werden. Der Abstand der einzelnen Samples 44 ist gleich der Abtastimpulsperiodendauer T_{pa} . Das Mischprodukt wird nur während der Zeitdauer gebildet, in der sich die Echoimpulse und die Abtastimpulse überlappen. In Fig. 5 ist für einen derartigen Zeitausschnitt das Zwischenfrequenzsignal schematisch für eine Zwischenfrequenzperiode T_i aus fünf Samples 44 dargestellt.

Die Zwischenfrequenzperiode T_i ist ein Ausschnitt aus dem Zwischenfrequenzsignal, das durch die Abtastung der Echoimpulsfolge erhalten wird.

Die Abtastung der Echoimpulsfolge erfolgt umso langsamer, je größer das Verhältnis V von Sendeimpuls-Wiederholfrequenz f_{ps} zu Abtastzyklusfrequenz f_d gewählt wird:

$$V = f_{pa}/f_d \quad (9)$$

Dieses Verhältnis, auch als Zeitdehnungsfaktor V bezeichnet, ist das Maß der Verlangsamung aller Zeitfunktionen von Echoimpulsen am Ausgang des Mikrowellenmischers 25.

Die Zwischenfrequenz f_i des Zwischenfrequenzsignals ist gegeben durch das Produkt von Sendeimpuls-Trägerfrequenz f_c und dem Kehrwert des Zeitdehnungsfaktors V :

$$f_i = f_d \cdot f_c/f_{ps} = f_c/V \quad (10)$$

Für bevorzugte Zahlenwerte von 8000 MHz für die Sendeimpulsträgerfrequenz f_c , 5 MHz für die Sendeimpulswiederholfrequenz f_{ps} und 500 Hz für die Abtastzyklusfrequenz f_d ergibt sich eine Zwischenfrequenz f_i von 800 KHz.

Der Mischer 25 enthält einen Tiefpaßfilter, der nur den Gleichstromanteil des Mischproduktes hindurchlässt. Nach Bildung des Zwischenfrequenzsignals wird dieses in einem Verstärkerelement 26 mit Hilfe einer Abtast-Halteschaltung und/oder einer Zwischenfrequenz-Signalfilterung zu einem kontinuierlichen sinusförmigen Signal umgewandelt und verstärkt. Nach Hüllkurvendetektion im Impuls-Detektor-Element 27 erhält man den gewünschten unipolaren Zielechoimpuls in einem im Vergleich zum Echoimpuls um das Zeitdehnungsverhältnis V gedehnten Zeitbereich zur weiteren Verwendung.

Der gewünschte Effekt der Phasenmodulation der Trägerschwingungen der Mikrowellen-Sendeimpulsfolge 9 und der Mikrowellen-Abtastimpulsfolge 10 wird im folgenden anhand der in den Fig. 6a bis 6d dargestellten Impulsspektren erläutert. Der Amplituden- und Frequenzmaßstab ist dabei aus Gründen der Anschaulichkeit stark verzerrt gewählt. Als Impulswiederholfrequenz f_p sei im folgenden die Impulswiederholfrequenz f_{ps} der Sendeimpulsfolge 9 bzw. die Impulswiederholfrequenz

quenz f_{pa} der Abtastimpulsfolge 10 bezeichnet. Es gilt:

$$f_p \approx f_{ps} \approx f_{pa} \quad (11)$$

Fig. 6a zeigt das Amplitudenspektrum einer Nadelimpulsfolge 4 bzw. 8 bei fehlender Nadelimpulsmodulation.

Fig. 6b zeigt das entsprechende Spektrum einer nichtmodulierten Mikrowellenimpulsfolge 9 bzw. 10.

Aufgrund der Konstanz der Impulswiederholfrequenz und der zeitlich starren Triggerung der Mikrowellen-Impulsgeneratoren 14, 21 stellen die Spektrallinien ganzzahlige Vielfache der Impulswiederholfrequenz f_p dar. Für die Mikrowellen-Trägerfrequenz f_c gilt:

$$f_c = n \cdot f_p, \quad (12)$$

wobei n der mittlere Vervielfachungsfaktor ist. Für die Nachbarlinien gilt entsprechend:

$$f_c \pm i f_p = (n \pm i) \cdot f_p \quad (13)$$

Das in Fig. 6b dargestellte Linienspektrum ist für beide Mikrowellenimpulsfolgen wegen Gleichung (11) nahezu gleich. Eine genauere Betrachtungsweise liefert die Gleichung für die Größe der Zwischenfrequenz

$$f_i = n \cdot (f_{ps} - f_{pa}) = n \cdot f_d = f_d \cdot f_c/f_{ps} = f_d/V \quad (14)$$

Dieses Ergebnis entspricht Gleichung (10).

Die Hüllkurve des Spektrums der Mikrowellenimpulsfolge 9, 10 ist durch die FOURIER-Transformierte des Mikrowellenimpulses bestimmt und weist bei der Trägerfrequenz f_c ein Maximum auf. Sie ist in Fig. 6b für den Fall eines rechteckförmigen Mikrowellenimpulses mit der Impulsdauer τ dargestellt. Für diesen Fall liegen die Nullstellen der Hüllkurve der Form $(\sin x)/x$ bei $(f_c \pm 1/\tau)$.

Die Linienleistung N_L im Maximum der Hüllkurve steht über das Tastverhältnis

$$\tau/T_p = \tau \cdot f_p,$$

mit der Impulsspitzenleistung N_p in Beziehung. Für rechteckförmige Tastung gilt:

$$N_L = (\tau/T_p)^2 \cdot N_p \quad (15)$$

In der Praxis lässt sich die belegte Bandbreite durch Filter reduzieren.

Fig. 6c zeigt den zentralen Ausschnitt aus einem Amplitudenspektrum gemäß Fig. 6b mit gespreizter Frequenzachse. Die einzelnen Spektrallinien weisen den Abstand der Impulswiederholfrequenz f_p auf.

Zur Reduktion der spektralen Leistungsdichte werden die Sendeimpulsfolge 9 und die Abtastimpulsfolge 10 wie beschrieben phasenmoduliert. Durch die Phasenmodulation wird jede in Fig. 6b und 6c dargestellte Spektrallinie in ein Pseudo-Rausch-Spektrum umgewandelt. Die Hüllkurve des Pseudo-Rausch-Spektrums ist durch eine $(\sin x)/x$ -Funktion gegeben, deren Nullstellen im Abstand der Pseudo-Rausch-Folgen-Schritt-frequenz f_p , die gleich der Sendeimpulswiederholfrequenz f_p ist, liegen. Der Linienabstand des Pseudo-Rausch-Spektrums ist gleich f_m .

In Fig. 6c ist die Hüllkurve $(\sin x)/x$ des Pseudo-Rausch-Spektrums für eine Anzahl Linien $(f_c \pm i \cdot f_p)$ jeweils gestrichelt eingezeichnet, um zu verdeutlichen,

wie sich die Pseudo-Rausch-Spektren überlappen. Die Darstellung der Amplituden ist dabei nicht maßstabsgetreu. Auch sind die Nebenmaxima der Hüllkurve nicht dargestellt.

Die Summation der verschiedenen Pseudo-Rausch-Spektren ergibt ein gleichförmiges Linienspektrum, wie in Fig. 6d dargestellt. Für die Linien neben der "Trägerlinie" ($f_c \pm i \cdot f_p$) erhält man als Linienleistung

$$N_{PN} = N_L/L \quad (16)$$

Die "Trägerlinie" ($f_c \pm i \cdot f_p$) hat die Leistung

$$N_{PN}(0) = (1/L)^2 \cdot N_L \quad (17)$$

Die Linienleistung N_{PN} der Spektrallinien des gleichförmigen Linienspektrums ist also seitlich der "Trägerlinien" um den Faktor $1/L$ kleiner als die Linienleistung N_L der Spektrallinien der nichtmodulierten Impulsfolge und auf den "Trägerlinien" sogar um den Faktor $1/L^2$ kleiner.

Mit Gleichungen (15) und (16) ergibt sich für das Verhältnis von Linienleistung N_{PN} der Spektrallinien des gleichförmigen Linienspektrums zur Impulsspitzenleistung N_p :

$$N_{PN}/N_p = (\tau/T_p)^2/L \quad (18)$$

Durch die Phasenmodulation wird die Leistung der einzelnen Linien, die bei fehlender Modulation im Abstand der Impulswiederholfrequenz f_{ps} bzw. f_{pa} liegen, auf sehr viel kleinere Linien, die in wesentlich geringerem Abstand f_m liegen, verteilt.

Ein Zahlenbeispiel für bevorzugte Werte verdeutlicht dies:

Bei einem Schieberegister mit 12 Stufen, d. h. einer Periodenlänge der Pseudo-Rausch-Folge von 4095, einer Impulsdauer τ eines Mikrowellen-Sendeimpulses von einer Nanosekunde und einer Impulswiederholfrequenz f_p von 5 MHz liegt gemäß Gleichung (18) die Linienleistung N_{PN} der Spektrallinien des gleichförmigen Linienspektrums um 82 Dezibel unter der Impulsspitzenleistung N_p .

Weiter oben wurde bereits erläutert, daß während der Zyklusperiode T_d die einander entsprechenden Sendeimpulse und Abtastimpulse der Sendeimpulsfolge 9 und der Abtastimpulsfolge 10 die gleiche Trägerphase 0 oder π aufweisen. Die Differenzphase zwischen den Echoimpulsen der Echoimpulsfolge und den Abtastimpulsen der Abtastimpulsfolge wird durch die Phasenmodulation also nicht verändert. Dies gilt allerdings nur für Echosignale mit Laufzeiten, die kleiner sind als die Sendeimpuls-Periodendauer T_{ps} . Für diese Signale wird das Zwischenfrequenzsignal wie beschrieben gebildet.

Echosignale aus Entfernungsmeßbereichen größer als die Sendeimpuls-Periodendauer T_{ps} sind dagegen mit den Abtastimpulsen der Abtastimpulsfolge 10 dekorriert, da für diese Echosignale die Differenzphase zwischen dem Echoimpuls und dem Abtastimpuls nach Maßgabe des Pseudo-Rausch-Codes um den Wert π springt. Entsprechend werden sie bei der Zwischenfrequenzsignalbildung unterdrückt. Die Güte der Unterdrückung mehrdeutiger Echosignale ist dabei bestimmt durch die Kreuzkorrelationseigenschaften der verwendeten Pseudo-Rausch-Codes, die Anzahl der Samples pro Zwischenfrequenzperiode und die Bandbreite der Zwischenfrequenz-Filterung.

In einer anderen, nicht dargestellten Ausführungs-

form der Erfindung fallen die Phasenmodulatoren 13 und 19 weg und statt dessen werden im Signalweg der Mikrowellen-Impulsfolgen 9 bzw. 10 hinter den Mikrowellen-Impulsgeneratoren 14 bzw. 21 Mikrowellen-Phasenmodulatoren angeordnet, die jeweils mit der binären Modulationsschwingung angesteuert werden. Die Phasenmodulation der Trägerschwingung der Mikrowellen-Impulsfolgen 9, 10 wird dann direkt an den Mikrowellen-Impulsfolgen vorgenommen, d. h. die Mikrowellenimpulse selber werden umgetastet, nicht jedoch wie im vorherigen Beispiel die ansteuernden Nadelimpulsfolgen 4, 8 moduliert.

Eine derartige Phasenumtastung ist exakt, allerdings technisch aufwendiger als bei einer Phasenumtastung durch Modulation der Nadelimpulsfolgen 4, 8.

In einer weiteren Ausführungsform der Erfindung wird nicht die Phase, sondern die Frequenz der Sende- bzw. Abtastimpulsfolge moduliert, etwa durch eine pseudozufällige Treppenfunktion.

Die Erfindung beschränkt sich in ihrer Ausführung nicht auf die vorstehend angegebenen bevorzugten Ausführungsbeispiele. Vielmehr ist eine Anzahl von Varianten denkbar, welche von dem erfindungsgemäßen Verfahren auch bei grundsätzlich anders gearteten Ausführungen Gebrauch machen.

Patentansprüche

1. Pulsradarverfahren mit zwei hochstabilen Nadelimpulsfolgen, die jeweils in einem Mikrowellen-Impulsgenerator in zwei hochstabile Mikrowellen-Impulsfolgen mit im wesentlichen identischer Trägerfrequenz umgeformt werden, wobei die trägerfrequente Anfangsphase der Impulse der Mikrowellen-Impulsfolgen jeweils durch den ansteuernden Nadelimpuls zeitlich festgelegt ist, die Impulse der einen Mikrowellen-Impulsfolge als Sendeimpulse und die Impulse der anderen Mikrowellen-Impulsfolge als Abtastimpulse verwendet werden, die Mikrowellen-Abtastimpulsfolge gegenüber der Mikrowellen-Sendeimpulsfolge eine geringfügig niedrigere Impulswiederholfrequenz aufweist und die empfangenen Echosignale in einem Mikrowellenmischer mit den Abtastimpulsen multipliziert, dabei zeitgedehnte Zwischenfrequenzsignale gebildet, diese verstärkt und zu Videosignalen demoduliert werden, dadurch gekennzeichnet, daß die Phase der Trägerschwingung der Mikrowellen-Sendeimpulsfolge (9) und die Phase der Trägerschwingung der Mikrowellen-Abtastimpulsfolge (10) synchron durch die gleiche pseudo-statistische Binärfolge moduliert werden.

2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Modulation im Takt der jeweiligen Impulswiederholfrequenz erfolgt.

3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß als pseudo-statistische Binärfolge eine Pseudo-Rausch-Folge, insbesondere eine Pseudo-Rausch-Folge maximaler Länge verwendet wird.

4. Verfahren nach mindestens einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß der Phasenhub (Φ) der modulierten Trägerschwingung π rad beträgt.

5. Verfahren nach mindestens einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, daß die Modulationsfrequenz, die sich aus dem Kehrwert der Periodendauer einer pseudo-statistischen Binärfolge

ergibt, klein ist im Vergleich zur Impulswiederholfrequenz der Sendeimpulsfolge (9).

6. Verfahren nach mindestens einem der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet, daß zur Phasenmodulation der Trägerschwingungen der beiden 5 Mikrowellen-Impulsfolgen (9, 10) die beiden ansteuernden Nadelimpulsfolgen (4, 8) in ihrer Laufzeit binär moduliert werden.

7. Verfahren nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß der Zeithub (δ) der Nadelimpulsfolgenmodulation derart gewählt wird, daß der Phasenhub (Φ) der modulierten Trägerschwingung π rad beträgt.

8. Verfahren nach mindestens einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, daß die Phasenmodulation direkt an den Mikrowellen-Impulsfolgen 15 (9, 10) vorgenommen wird.

9. Schaltungsanordnung zur Durchführung des Verfahrens nach Anspruch 1 mit einer Sendeimpuls-Baugruppe und einer Abtastimpuls-Baugruppe, die jeweils einen Oszillator, einen Impulsformer und einen Mikrowellen-Impulsgenerator aufweisen und zwei hochfrequente Mikrowellen-Impulsfolgen geringfügig unterschiedlicher Impulswiederholfrequenz erzeugen, mit einem Mikrowellenmischer, der empfangene Echoimpulse mit Hilfe der in der Abtastimpuls-Baugruppe erzeugten Mikrowellen-Impulsfolge zu zwischenfrequenten Signalen verarbeitet sowie einer Auswerteinheit zur Auswertung der zwischenfrequenten Signale, dadurch 30 gekennzeichnet, daß in der Sendeimpuls-Baugruppe (40) und in der Abtastimpuls-Baugruppe (20) zwischen den Impulsformern (12, 18) und den Mikrowellen-Impulsgeneratoren (14, 21) jeweils ein Phasenmodulator (13, 19) angeordnet ist und beide 35 Phasenmodulatoren (13, 19) mit einem Pseudo-Rausch-Generator (16) verbunden sind, welcher ein binäres Modulationssignal (3, 7) an die Phasenmodulatoren (13, 19) abgibt.

10. Schaltungsanordnung nach Anspruch 9, dadurch gekennzeichnet, daß ein Phasenmodulator (13, 19) jeweils einen Tiefpaßfilter (31, 34), eine Schaltdiodenbrücke (32, 35) sowie als Verzögerungsglieder wirkende Kondensatoren (33, 36) geringer Kapazität aufweist, die bei Ansteuerung der Schaltdiodenbrücke (32, 35) mit dem Modulationsignal (3, 7) parallel zu der Kapazität (37, 38) des Tiefpaßfilters (31, 34) geschaltet werden.

11. Schaltungsanordnung nach Anspruch 9 oder 10, dadurch gekennzeichnet, daß der Pseudo-Rausch-Generator (16) ein Schieberegister (28) aufweist.

12. Schaltungsanordnung nach Anspruch 11, dadurch gekennzeichnet, daß das Schieberegister (28) jeweils über einen D-Flip-Flop (29, 30) mit den Phasenmodulatoren (13, 19) verbunden ist.

Hierzu 5 Seite(n) Zeichnungen

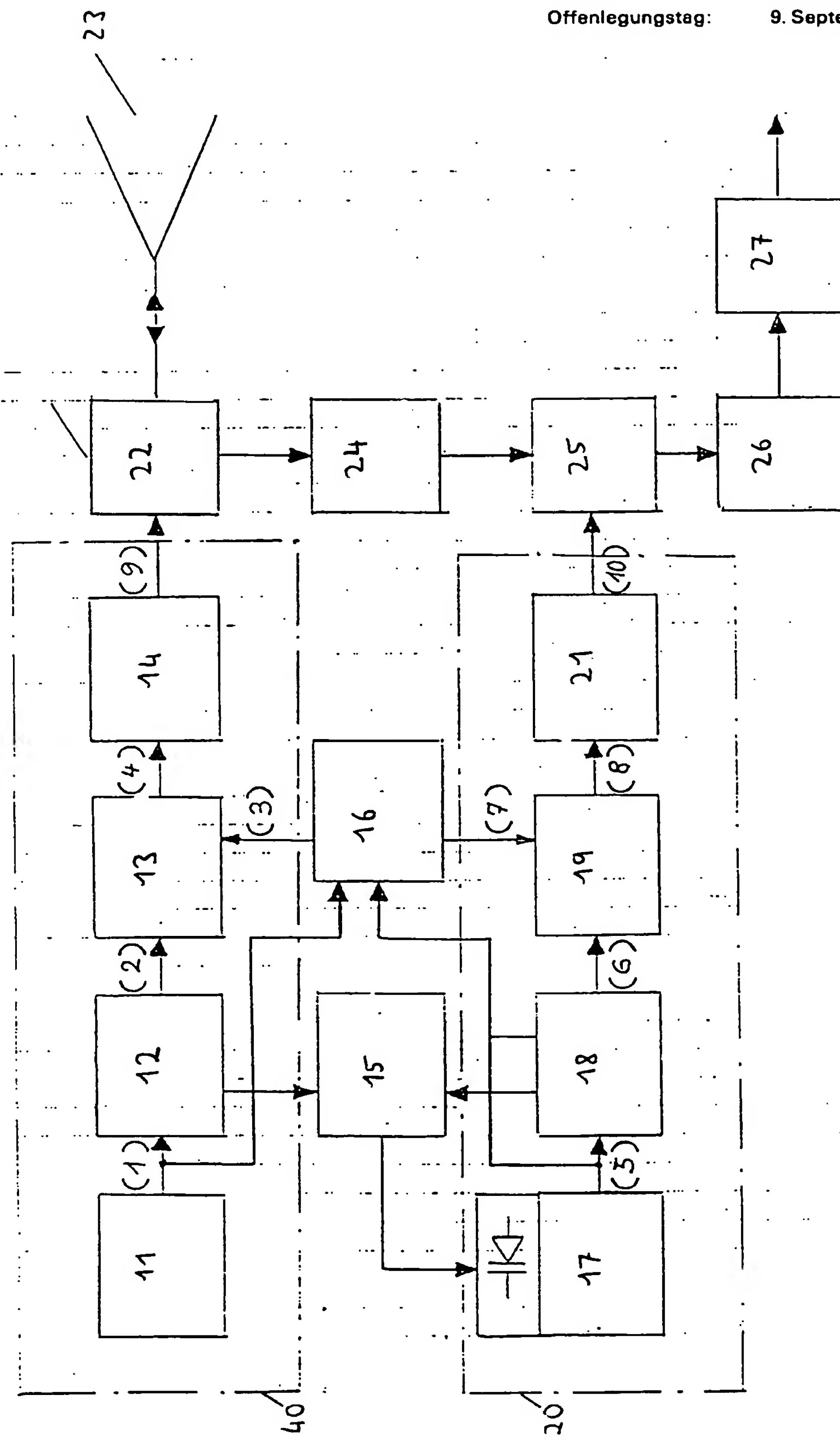


Fig. 1

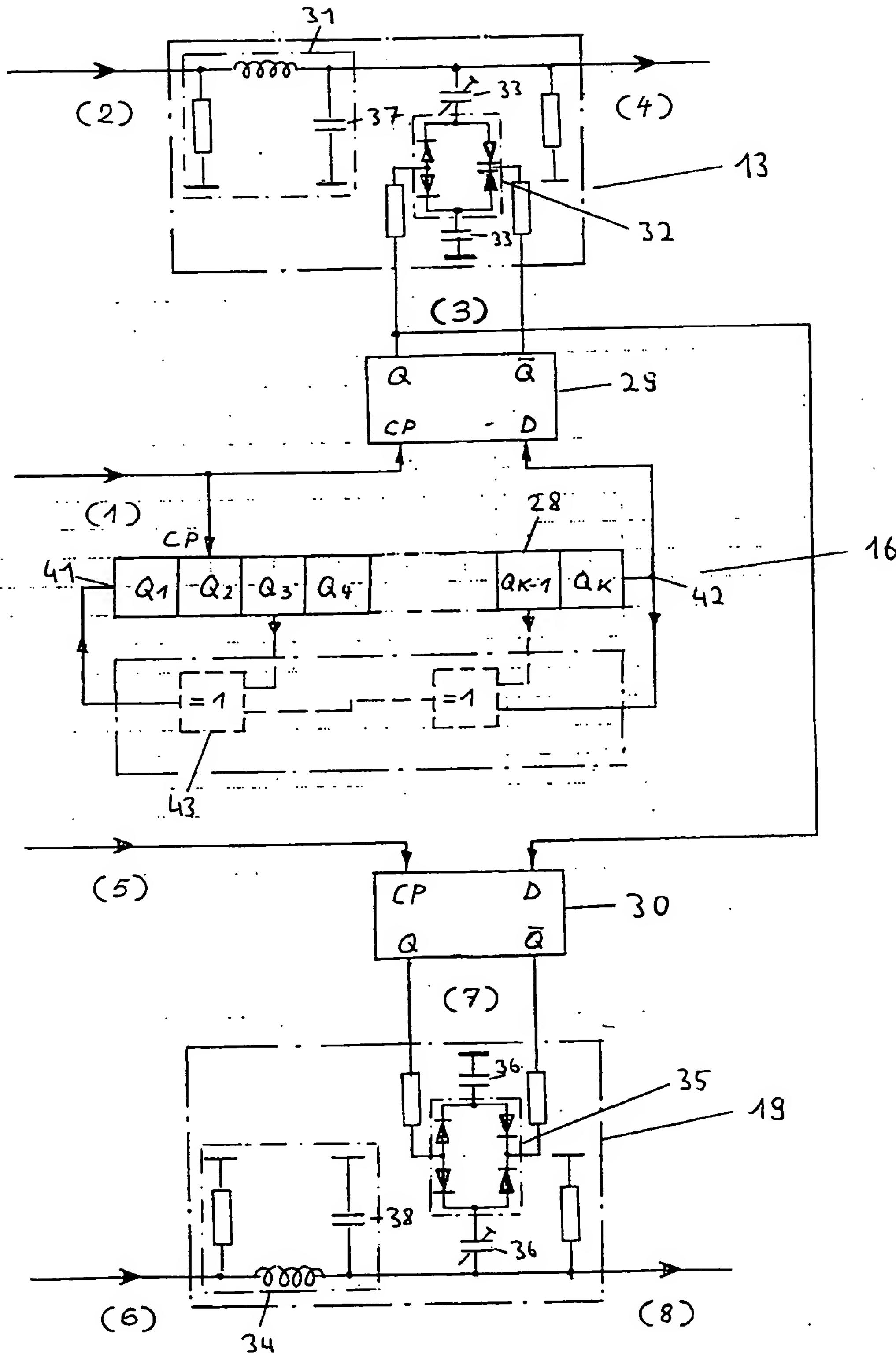


Fig. 2

308 036/376

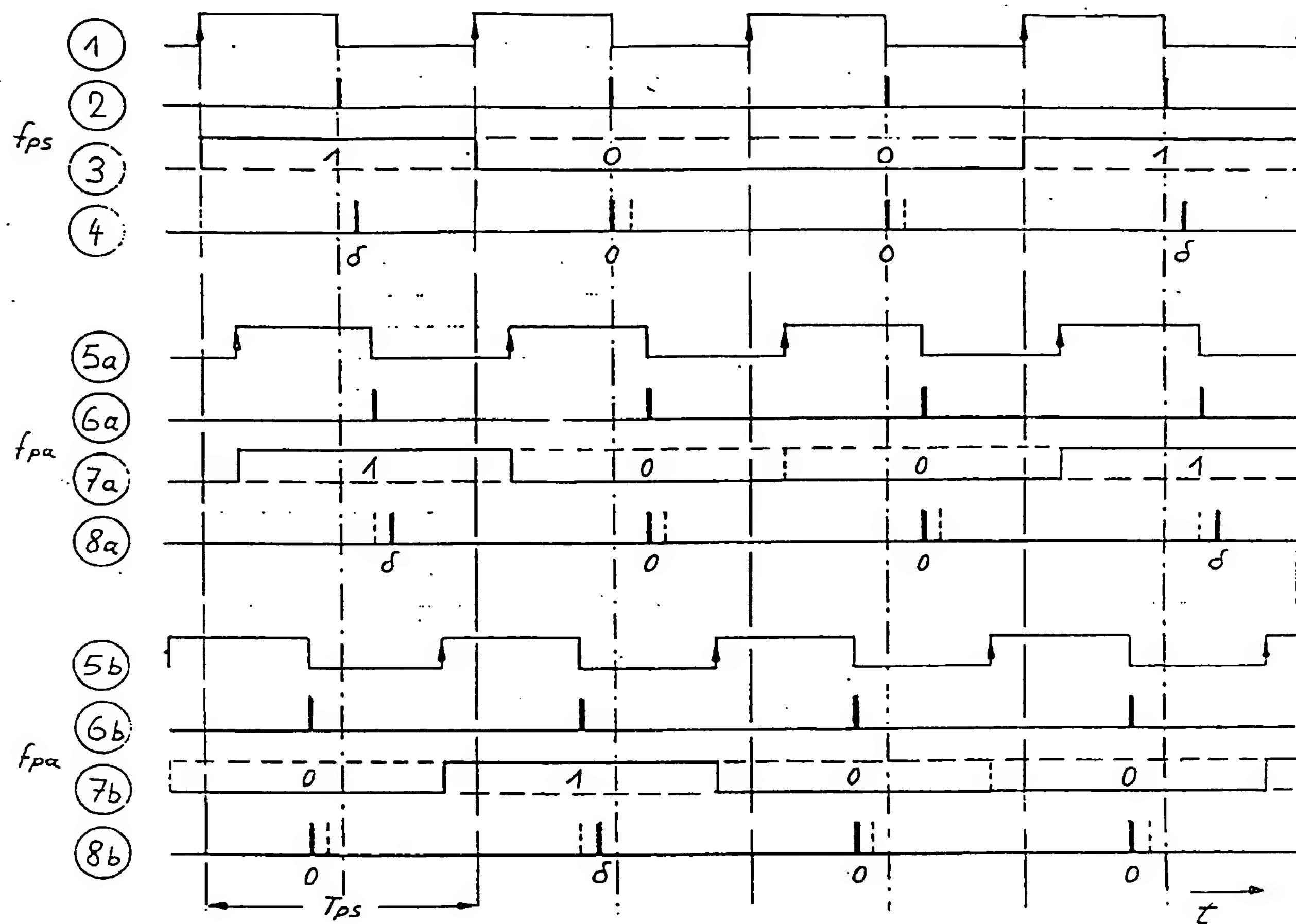


Fig. 3

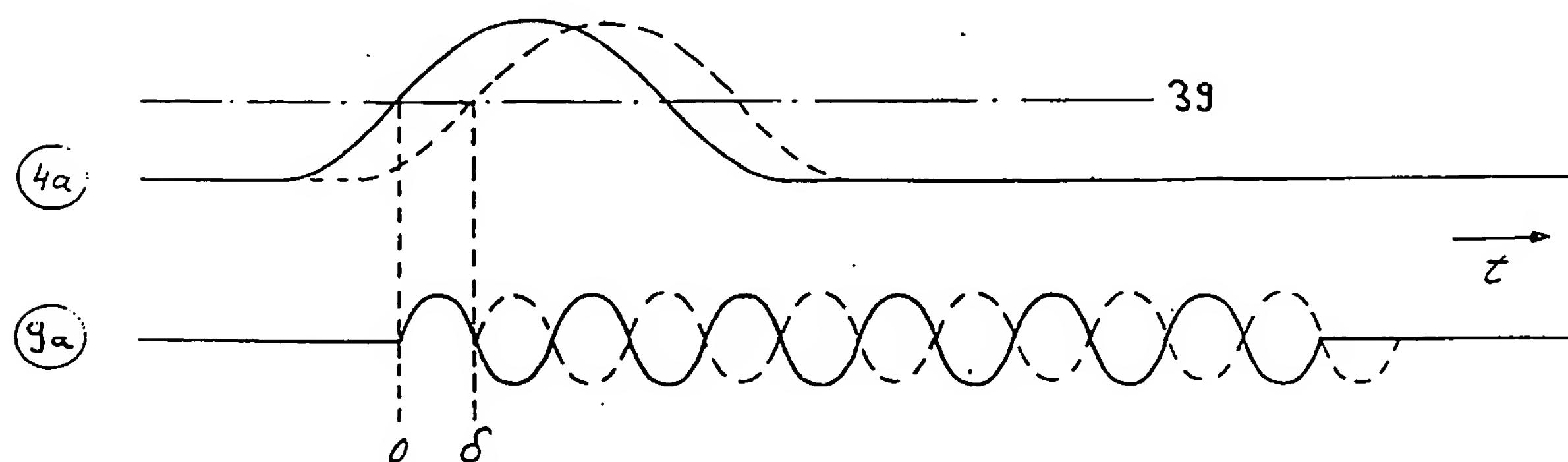


Fig. 4

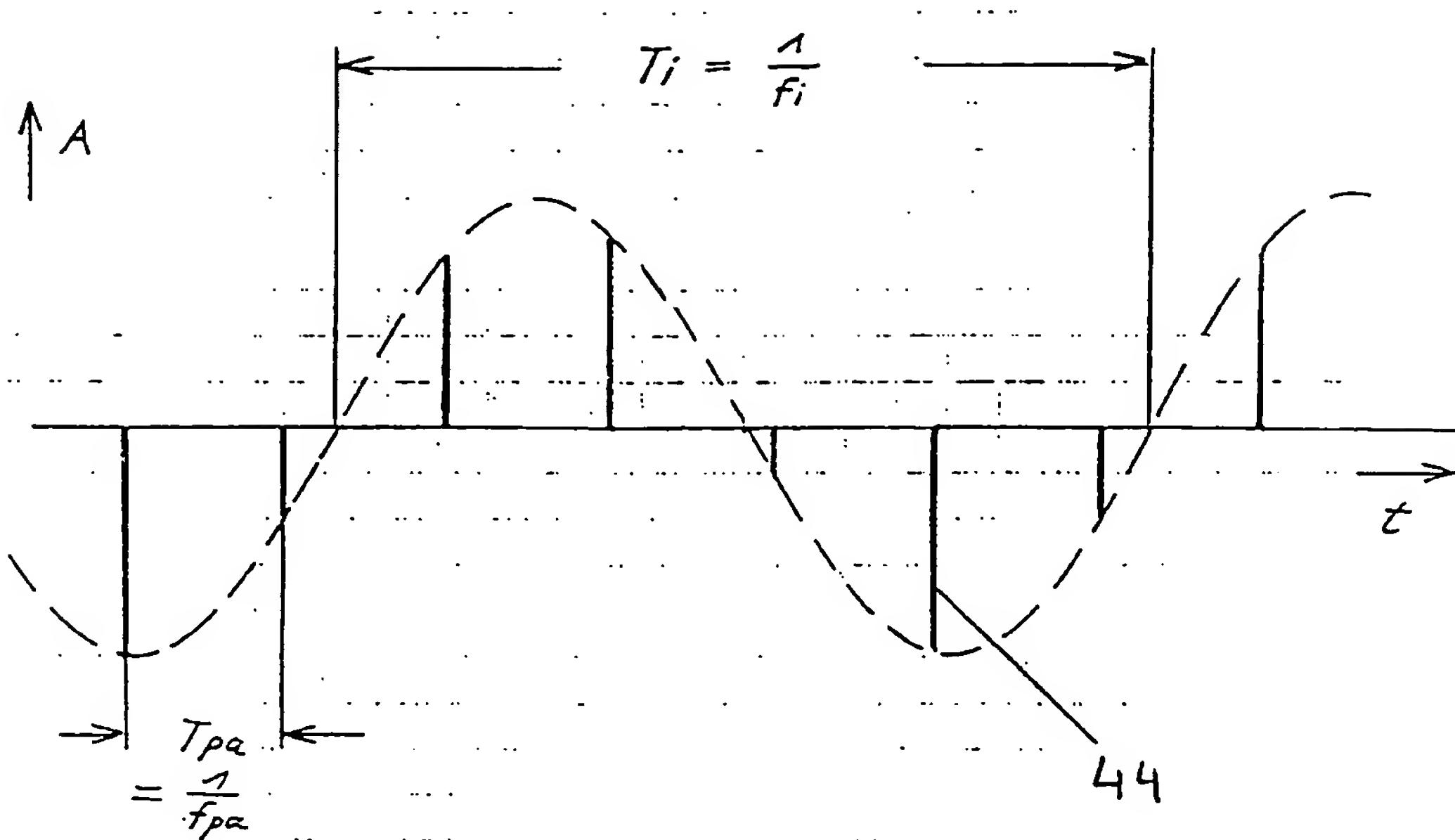


Fig. 5

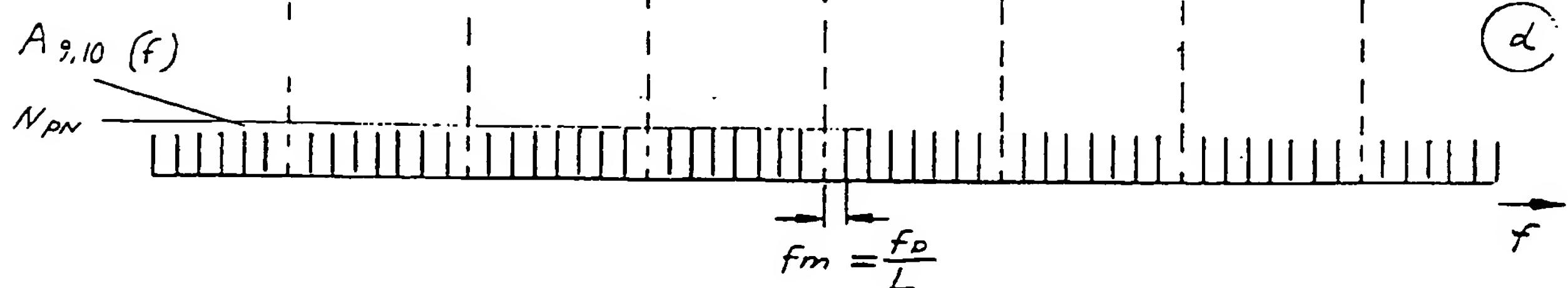
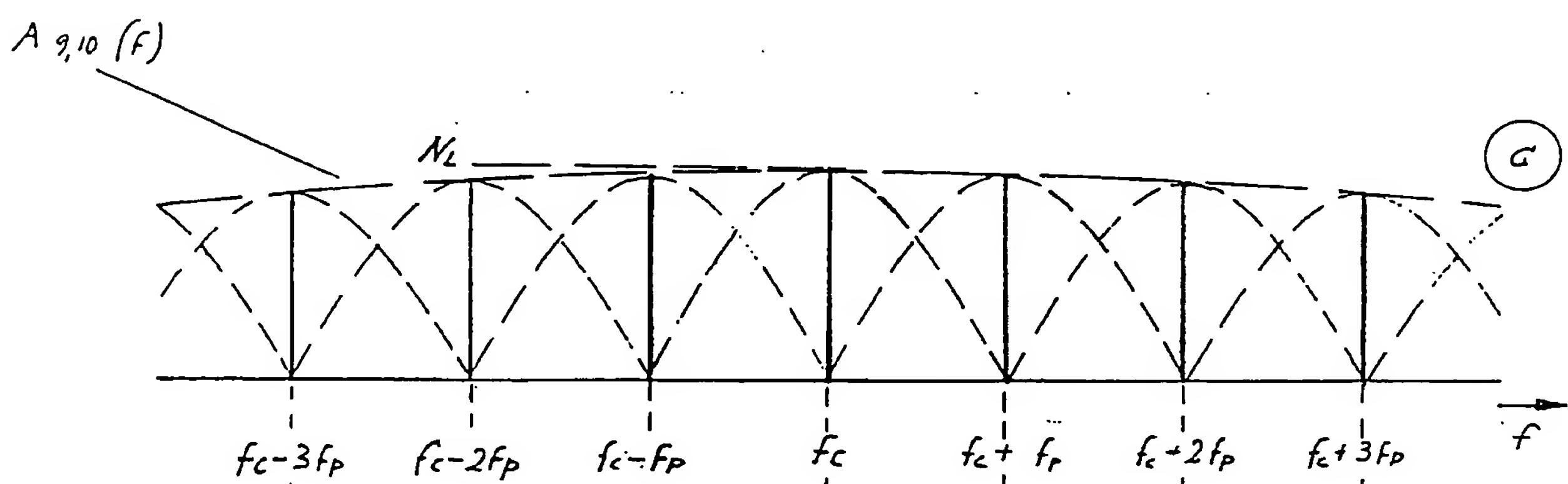
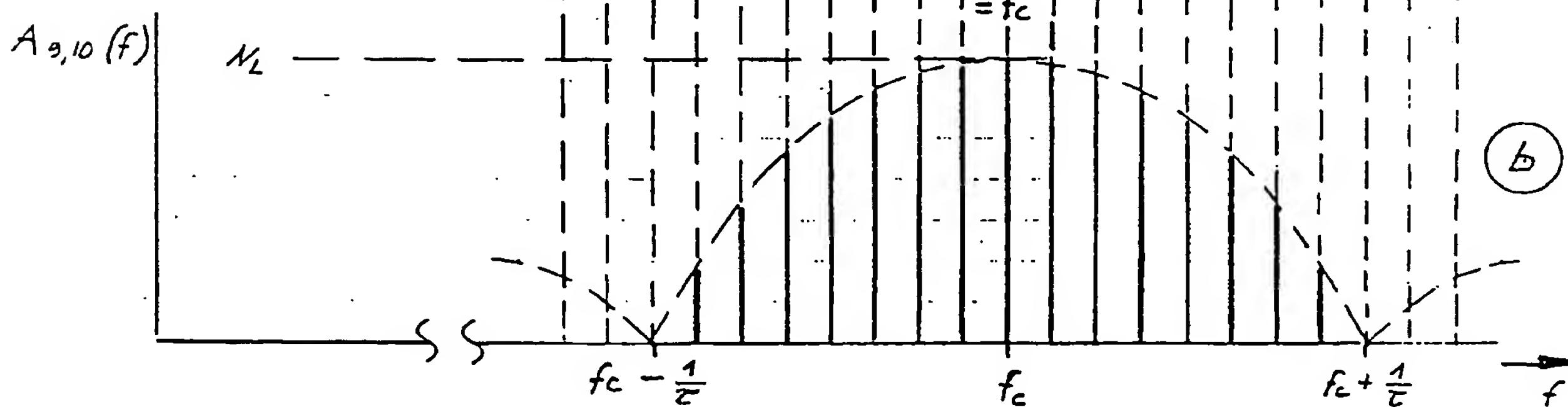
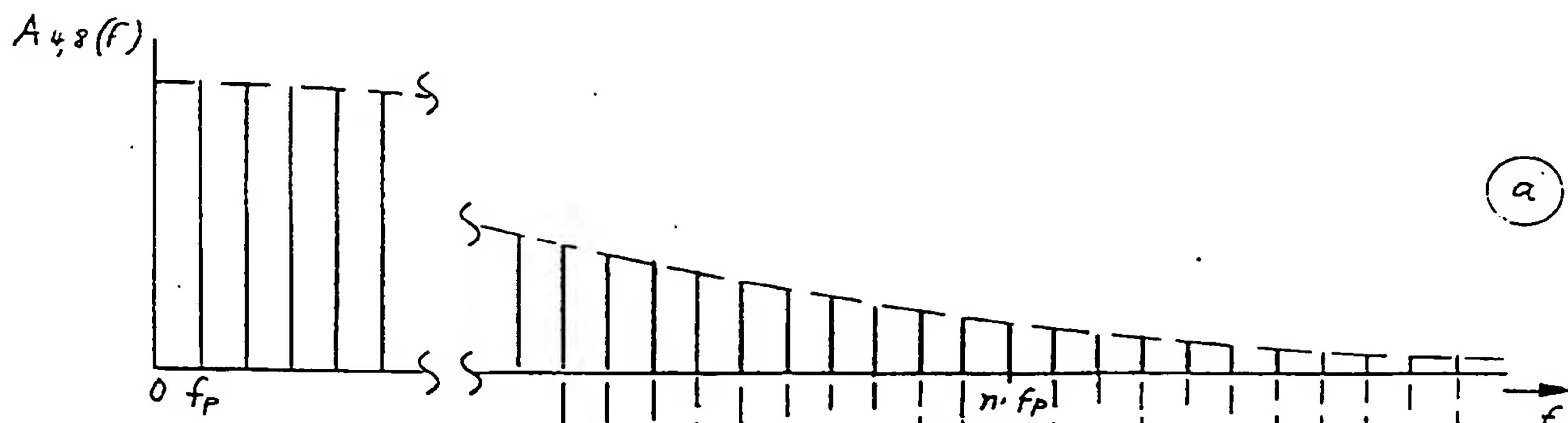


Fig. 6a - 6d

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- BLACK BORDERS**
- IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- FADED TEXT OR DRAWING**
- BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- SKEWED/SLANTED IMAGES**
- COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- GRAY SCALE DOCUMENTS**
- LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.